

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-56791

(43)公開日 平成10年(1998)2月24日

(51) Int.Cl. 認別記号 序内整理番号 F I 技術表示箇所
 H 02 P 5/00 H 02 P 5/00 X
 G 05 B 13/02 G 05 B 13/02 W
 G 05 D 13/62 G 05 D 13/62 L
 審査請求 有 請求項の数 21 OL (全 14 頁) 最終頁に統ぐ

(21)出願番号 特願平9-108986
(22)出願日 平成9年(1997)4月25日
(31)優先権主張番号 14008/1996
(32)優先日 1996年4月30日
(33)優先権主張国 韓国(KR)

(71) 出願人 390019839
三星電子株式会社
大韓民国京畿道水原市八達区梅灘洞416

(72) 発明者 成 寛 洙
大韓民国ソウル特別市瑞草區盤浦洞住公2
次アパート239棟302戸

(72) 発明者 金 永 勤
大韓民国ソウル特別市冠岳區新林洞山56-1

(72) 発明者 河 仁 重
大韓民国ソウル特別市冠岳區新林洞山56-1

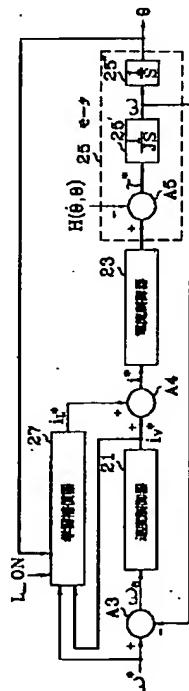
(74) 代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外1名)

(54) 【発明の名称】 回転モータの速度制御装置

(57) 【要約】

【課題】 VCRなどに入っている回転モータに加えられる外乱を推定及び補償して速度制御特性を向上させるようにした回転モータの速度制御装置を提供する。

【解決手段】トルク命令に応ずる速度で回転し、モータの現在角位置及び現在角速度を出力するモータ、基準角速度と現在角速度との差を示す速度エラーを求める速度測定部と、速度エラーによりモータの回転速度を制御するための電流命令を出力する速度制御器と、基準角速度、速度測定部の速度エラー及び速度制御器から出力した電流命令のうち一つ、そしてモータの現在角位置を用いる反復学習過程を通してモータの角位置及び角速度の関数で表現された外乱の影響を補正し、反復学習過程により発生する高周波ノイズを取り除き、その結果により得られた外乱補正值を出力する学習補償器と、速度制御器から出力した電流命令の値と学習補償器から求めた外乱補正值を加算することにより修正された電流命令を求める速度命令補償部、及び修正された電流命令を受信しトルク命令をモータに出力する電流制御器を含む。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 回転モータの速度制御装置において、トルク命令に応ずる速度で回転し、モータの現在角位置及び現在角速度を出力するモータと、入力する基準角速度と現在角速度との差を示す速度エラーを求める速度測定手段と、前記速度エラーを受信しモータの回転速度を制御するための電流命令を出力する速度制御器と、入力する基準角速度、前記速度測定手段の速度エラー及び速度制御器から出力した電流命令のうち一つ、そしてモータの現在角位置を用いる反復學習過程を通してモータの角位置及び角速度の関数で表現された外乱の影響を補正し反復學習過程により発生される高周波ノイズを取り除き、その結果から得られた外乱補正值を出力する學習補償器と、

前記速度制御器から出力した電流命令の値と前記學習補償器から求めた外乱補正值とを加算することにより修正された電流命令を求める速度命令補償部と、

修正された電流命令を受信しトルク命令をモータに出力する電流制御器とを含む回転モータの速度制御装置。

【請求項2】 前記學習補償器は速度エラーと電流命令のうち反復學習過程に用いられる一つをローパスフィルタリングするローパスフィルタを含むことを特徴とする請求項1に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項3】 前記ローパスフィルタはモータのコッギングトルクによる外乱を抑制しうる遮断周波数を有することを特徴とする請求項2に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項4】 前記ローパスフィルタはIIRフィルタであることを特徴とする請求項2に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項5】 前記學習補償器は、前記ローパスフィルタの出力に既に設定された學習補償利得を積算して出力する利得器と、貯蔵している外乱補償値のうちモータの現在角位置に応ずる外乱補正值を出力し、現在入力する外乱補正值をモータの現在角位置に応ずる貯蔵位置に貯蔵させる貯蔵部と、

前記利得器の出力と前記貯蔵部から出力する外乱補正值とを加算してモータの現在角位置に応ずる外乱補正值を求めて前記貯蔵部に出力する加算器とを含むことを特徴とする請求項2に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項6】 前記既に設定された學習補償利得は、速度エラーが反復學習過程に使われれば $0 < K_L < K_P$ であり、電流命令が反復學習過程に使われれば $0 < K_L < 1$ の範囲を有し、ここで K_P は速度制御器の比例利得であることを特徴とする請求項5に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項7】 前記加算器は反復學習過程を行う場合、前記利得器の出力と前記貯蔵部の出力を加算し、反復學

2

習過程を行わない場合は前記加算動作を行わないことを特徴とする請求項5に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項8】 前記反復學習過程はモータが入力される基準角速度により定常状態に回転する時行われることを特徴とする請求項7に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項9】 前記學習補償器は、速度エラーと電流命令のうち反復學習過程に使われる一つを受信し、受信されたデータに既に設定された學習補償利得を積算して出力する利得器と、貯蔵している外乱補償値のうちモータの現在角位置に応ずる外乱補正值を出力し、現在入力する外乱補正值をモータの現在角位置に応ずる貯蔵位置に貯蔵させる貯蔵部と、

前記利得器の出力と前記貯蔵部から出力する外乱補正值とを加算してモータの現在角位置に応ずる外乱補正值を求める加算器と、

前記加算器により求められた外乱補正值をローパスフィルタリングするローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタの出力をモータの現在角位置に応ずる外乱補正值にして前記貯蔵部に出力する加算器とを含むことを特徴とする請求項1に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項10】 前記ローパスフィルタはモータのコッギングトルクによる外乱を抑えられる遮断周波数を有することを特徴とする請求項9に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項11】 前記ローパスフィルタはFIRフィルタであることを特徴とする請求項9に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項12】 前記既に設定された學習補償利得は、速度エラーが反復學習過程に使われれば $0 < K_L < K_P$ であり、電流命令が反復學習過程に使われれば $0 < K_L < 1$ の範囲を有し、ここで K_P は速度制御器の比例利得であることを特徴とする請求項9に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項13】 前記加算器は反復學習過程を行う場合、前記利得器の出力と前記貯蔵部の出力を加算し、反復學習過程を行わない場合は貯蔵部の出力をそのまま前記ローパスフィルタに出力することを特徴とする請求項9に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項14】 前記反復學習過程はモータが入力される基準角速度により定常状態に回転する時行われることを特徴とする請求項13に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項15】 トルク命令に応じる速度で回転し、モータの回転によるパルス信号及び周波数信号を発生するモータと、モータの1回転に係る外乱補正值を貯蔵する貯蔵部と、

印加される電流命令によるトルク命令をモータに出力する電流制御器と、前記モータのパルス信号及び周波数信号、そして前記貯蔵部に貯蔵された外乱補正值を用いて前記モータの現在角位置に応ずる修正された電流命令を発生し、発生された修正された電流命令を前記電流制御器に供給する制御手段とを含み、

前記制御手段は、

(a) 前記モータからのパルス信号及び周波数信号を用いてモータの現在角位置及びそれに応ずる電流命令を求める段階と、

(b) 前記モータの基準角速度、求められた現在角位置及び対応電流命令を用いる反復学習過程を通してモータの角位置及び角速度の関数で表現された外乱の影響が補正され、反復学習過程により発生される高周波ノイズが取り除かれた外乱補正值を発生し、発生された外乱補正值を前記貯蔵部内の現在角位置に応ずる貯蔵位置に貯蔵させる段階と、

(c) 前記求められた電流命令の値と前記発生された外乱補正值とを加算することにより前記電流制御器に印加される修正された電流命令を求める段階とを行うことを特徴とする回転モータの速度制御装置。

【請求項16】 前記段階(b)は前記現在角位置に応ずる電流命令をローパスフィルタリングする段階(b1)を含むことを特徴とする請求項15に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項17】 前記段階(b1)はモータのコッギングトルクによる外乱を抑えられる遮断周波数を有することを特徴とする請求項16に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項18】 前記段階(b)は、前記ローパスフィルタリングされた電流命令に既に設定された学習補償利得を積算して出力する段階(b2)と、

前記貯蔵部に貯蔵された外乱補正值のうちモータの現在角位置に応ずる外乱補正值と前記段階(b2)で得られた信号とを加算してモータの現在角位置に応ずる新たな外乱補正值を求める段階(b3)とを含み、

モータの1回転に係る全ての新たな外乱補正值が求められるまで前記新たな外乱補正值を求める過程を繰り返すことを特徴とする請求項16に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項19】 前記既に設定された学習補償利得は0より大きく1より小さいことを特徴とする請求項18に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項20】 前記制御手段は前記モータのパルス信号及び周波数信号から得られた電流命令が既に設定された値より少なければ、前記貯蔵部に貯蔵された外乱補正值のうち現在の角位置に応ずる外乱補正值を修正された電流命令を求めるのに使うことを特徴とする請求項15

に記載の回転モータの速度制御装置。

【請求項21】 前記制御手段はモータが前記入力される基準角速度により正常状態に回転する際前記反復学習過程を通して外乱補正值を求める特徴とする請求項15に記載の回転モータの速度制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は回転モータの速度制御に係り、特にVCRなどに入っている回転モータに加えられる外乱を推定及び補償して速度制御特性を向上させようとした回転モータの速度制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 モータの速度制御において、制御量を変動させる要因は周辺状況により生ずる。この要因は外乱と呼ばれるもので、正確な速度制御を得にくい。外乱により制御エラーが生ずれば、モータにより駆動されるVCRは正確に動作できなくなる。従って、外乱の影響を無くせると良好な速度制御特性が得られる。それで、観測器でモータの外乱を推定することにより外乱を取り除いた。この外乱を抑える制御理論が研究されつつあり、その一例が図1で示されている。

【0003】 図1は従来の外乱を有している回転モータの速度制御装置を示したブロック図である。図1の装置は「トルク観測器による直接駆動モータのトルクリップル自動補償」(“Autocompensation of Torque Ripple of Direct Motor by TorqueObserver” by Nobuyuki Matsui, Tatsuo Makino, and Hirokazu Satoh, IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 29, No. 1, January/February 1993, pp187~194)に開示されている。図1において、加算器A1は速度命令による

基準角速度 ω^* とモータ15から帰還される角速度 ω を受信してその差($\omega^* - \omega$)を求める。この差($\omega^* - \omega$)は速度制御器11に入力される。速度制御器11は入力された差($\omega^* - \omega$)によりモータ15の回転速度を制御するために電流命令 i_v^* を出力する。この電流命令 i_v^* は加算器A2に入力される。加算器A2は速度制御器11から印加された電流命令 i_v^* と外乱除去命令 i_L とを加算して修正された電流命令 i_v を得る。外乱除去命令 i_L はモータ15から帰還される角速度 ω 及び実際電流 i を受信するトルク観測器17から出力される推定された外乱負荷トルク

【0004】

【外1】

$\hat{\tau}_L$ (i)

【0005】に伝達関数 K_T^{-1} を積算することにより得られる。ここで、上付*のない値は実際値であり、上付き*のある値は命令値である。一方、修正された電流命令 i_v は電流制御器13に入力される。伝達関数 K_T と

表現される電流制御器13は修正された電流命令*i**に応答してモータ15の回転速度を制御するため、トルク命令*τ**をモータ15に供給する。モータ15は電流制御器13のトルク命令*τ**に当たる速度で回転する。

【0006】モータに加えられる実際外乱負荷トルク*τ_l*を推定するトルク観測器17は外乱が十分遅く変わるという仮定下で次の(式1)により推定された外乱負荷トルク

$$\hat{\tau}_l(i) = \varepsilon(i) + L \omega_n(i)$$

$$\varepsilon(i+1) = \hat{A} \varepsilon(i) + \hat{b} i_*(i) + \hat{K} \omega_n(i)$$

$$\hat{A} = 1 + L T_s / J,$$

$$\hat{b} = -L K_{\tau_n} T_s / J$$

$$\hat{K} = L (L + D_n) T_s / J,$$

*【0007】

【外2】

$$\hat{\tau}_l(i)$$

【0008】を求める。

【0009】

【数1】

【0010】ここで、 J_n 、 D_n 及び K_{τ_n} は慣性モーメント J 、ダンピング係数 D 及びトルク定数 K_T に対する指定値であり、 L は0より小さいもので観測器利得、 ε は仮想変数。

【0011】

【外3】

20※【0012】は観測器出力、 T_s はサンプリング周期である。上記(式1)は次の(式2)に再び定義される。

【0013】

【数2】

$$\hat{\tau}_l(s) = \frac{1}{1+ST} \tau_l(s) \quad (式2)$$

【0014】ここで、 τ_l は実際外乱負荷トルクであり、

【0015】

【外4】

$$\hat{\tau}_l$$

【0016】は推定された外乱負荷トルクであり、 S はラプラス演算子である。この場合、 $T = -T_s / (1 + L T_s / J_n)$ であり、 $1 / (1 + ST)$ はローパスフィルタの役割を果たす。下付nのない値は実際値であり、下付nのある値は実際値と類似した値に設計された指定値である。従って、実際外乱負荷トルク*τ_l*が遅く変われば、これは推定された外乱負荷トルク

【0017】

【外5】

$$\hat{\tau}_l$$

【0018】に近くなつて外乱を完全に取り除ける。前述したように、モータの外乱負荷トルクの推定により外乱を取り除く従来の方法は複雑な式により長い計算時間★50

★を求める、よつてハードウェアで具現するには実質的な問題点があった。また、最近注目されているD-VCR技術は小型モータで高精度の定速制御を求めるが、この小型モータはコッギングトルクとペアリングの摩擦などによる自体的な外乱要因が大きく、この自体的な外乱はその周波数が高い。従つて、早く変化する外乱を追従するためには $1 / (1 + ST)$ の特性を有するローパスフィルタのバンド幅が大きくなるべきなので、結局観測器利得しが大きくなるべきである。しかし、実際の具現において観測器利得を無限に大きくすることはできず、時間について外乱を推定する。その結果、回転モータの速度制御のための閉ループが動作する間推定動作が行われ続けるべきなのでその計算量が莫大になる。従つて、ハードウェアで具現し難いのみならず、このような外乱の推定及び補償を以ては高周波数のモータの自体的な外乱を取り除けなかった。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】本発明は前述した問題点を解決するために案出されたもので、その目的は学習を通して角速度と角位置の関数で現れる外乱の影響を補

償し、反復学習回数の増加により累積される高周波ノイズを取り除ける回転モータの速度制御装置を提供することである。

【0020】

【課題を解決するための手段】前述した目的を達成するための本発明の一態様による回転モータの速度制御装置は、トルク命令に応ずる速度で回転し、モータの現在角位置と現在角速度を出力するモータと、入力する基準角速度と現在角速度との差を示す速度エラーを求める速度測定手段と、前記速度エラーを受信しモータの回転速度を制御するための電流命令を出力する速度制御器と、入力する基準角速度、前記速度測定手段の速度エラー及び速度制御器から出力した電流命令のうち一つ、そしてモータの現在角位置を用いる反復学習過程を通してモータの角位置及び角速度の関数で表現された外乱の影響を補正し反復学習過程により発生される高周波ノイズを取り除き、その結果から得られた外乱補正值を出力する学習補償器と、前記速度制御器から出力した電流命令の値と前記学習補償器から求めた外乱補正值とを加算することにより修正された電流命令を求める速度命令補償部と、修正された電流命令を受信しトルク命令をモータに出力する電流制御器とを含む。

【0021】本発明の他の態様による回転モータの速度制御装置は、トルク命令に応ずる速度で回転し、モータの回転によるパルス信号及び周波数信号を発生するモータと、モータの1回転に係る外乱補正值を貯蔵する貯蔵部と、印加される電流命令によるトルク命令をモータに出力する電流制御器と、前記モータのパルス信号及び周波数信号、そして前記貯蔵部に貯蔵された外乱補正值を用いて前記モータの現在角位置に応ずる修正された電流命令を発生し、発生された修正された電流命令を前記電流制御器に供給する制御手段とを含み、前記制御手段は、(a)前記モータからのパルス信号及び周波数信号を用いてモータの現在角位置及びそれに応ずる電流命令を求める段階と、(b)前記モータの基準角速度、求められた現在角位置及び対応電流命令を用いる反復学習過程を通してモータの角位置及び角速度の関数で表現され*

$$J = \frac{d\omega}{dt} + \tau_L = T = K_T \cdot i$$

*た外乱の影響が補正され、反復学習過程により発生される高周波ノイズが取り除かれた外乱補正值を発生し、発生された外乱補正值を前記貯蔵部内の現在角位置に応ずる貯蔵位置に貯蔵させる段階と、(c)前記求められた電流命令の値と前記発生された外乱補正值とを加算することにより前記電流制御器に印加される修正された電流命令を求める段階とを行う。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、添付した図面に基づき本発明の望ましい一実施例を詳述する。図2に示した本発明の一実施例は図1に示した既存の装置と類似であるが、図2に示したように、トルク観測器17の代わりに学習補償器27が使われる。学習補償器27は速度命令による基準角速度 ω^* 、速度制御器21の出力 i_v 、及びモータからフィードバックされる角位置 θ を受信し、外乱の影響を補正するための $i_L \cdot k(\theta)$ を生成するよう構成される。

【0023】本発明の他の実施例を示す図3のシステムは、図2のシステムと類似であるが、学習補償器37は速度制御器21から出力される電流命令 i_v の代わりに第1加算器A3からの速度エラー ω_e を受信し、外乱の影響を補正する $i_L \cdot k(\theta)$ を生成するよう構成される。図2及び図3において、同一構成については同一符号を付した。

【0024】モータ25が定常状態に動作する以後に、外部から学習フラグ $L_o n$ が入力されれば、図2または図3のシステムは反復学習を通してモータ25の外乱除去動作を開始する。モータ25の現在角速度 ω は第1加算器A3に入力され、現在角位置 θ は学習補償器27または37に入力される。第1加算器A3は現在角速度 ω と基準角速度 ω^* との差を示す速度エラー ω_e を生成する。第1加算器A3から出力される速度エラー ω_e を受信する速度制御器21はモータ25のトルクと角速度 ω との間に次のような関係(式3)を有する。

【0025】

【数3】

(式3)

※

θ

【0028】の関数形態に示される外乱

【0029】

【外7】

H(θ, θ)

【0030】の影響を反復学習過程を通して取り除くために使われる。正速制御の場合、 $\theta = \omega^* \cdot t$ の関係にあ※50 るので、学習補償器27、37の出力 $i_L \cdot k(\theta)$ は速度命

【0027】

【外6】

令 ω^* と時間について $2\pi/\omega^*$ の周期 T を有する周期* * 関数であって、次の(式4)のように定義される。

$$i^*_{LK}(\omega^*, \theta) = i^*_{L(K-1)}(\omega^*, \theta) + m Z_{(K-1)}(\theta) \quad (式4)$$

ここで、 m は反復学習利得(ただ、 $0 < m < 1$) $Z_{(K-1)}$ は定常状態でモータ25の1回転間サンプリングした速度制御器21の出力である。

【0031】図4は学習補償器27または37の詳細図であって、学習補償器は入力される電流命令 i^*_{iv} あるいは速度エラー ω_e の高周波ノイズを取り除くためのローパスフィルタ41及びローパスフィルタリングされた電流命令あるいは速度エラーに学習補償利得 K_L を積算する利得器43を備えている。利得器43の出力端に連結された第3加算器45はモータの1回転以前の外乱補正值と利得器43からの現在出力値とを加算して新たな外乱補正值を求める。第3加算器45の出力端に連結された遅延器47は第3加算器45で求めた外乱補正值をモータ1回転ほどの時間の間遅延させ、遅延されたデータは第3加算器45に出力する。

【0032】図4に基づき学習補償器27, 37についてさらに具体的に説明すれば、ローパスフィルタ41は受信される速度エラー ω_e または電流命令 i^*_{iv} をローパスフィルタリングする。このローパスフィルタ41は学習回数が増加するにつれ累積される高周波ノイズを取り除く。従って、学習補償器27, 37の出力が角速度と角位置の関数である外乱成分

【0033】

【外8】

$$H(\theta, \theta)$$

【0034】に収束され、システムが安定になる。この

ローパスフィルタ41はIIRフィルタを用いる。ロード30

$$i^*_{L(K+1)}(n \cdot \Delta\theta) = i^*_{LK}(n \cdot \Delta\theta) + K_L \cdot LPF(i^*_{iv}(n \cdot \Delta\theta)) \quad (式5)$$

ローパスフィルタ41が第3加算器45と遅延器47と

★しる。

の間に位置する場合、学習補償器は次の(式6)と表現★ 【0037】

$$i^*_{L(K+1)}(n \cdot \Delta\theta) = LPF(i^*_{LK}(n \cdot \Delta\theta)) + K_L(i^*_{iv}(n \cdot \Delta\theta)) \quad (式6)$$

上記(式6)もその入力が速度エラー ω_e か電流命令 i^*_{iv} であるかに問わず使用しる。前述した(式5)及び(式6)において $n \cdot \Delta\theta$ は遅延器45のアドレスである。

【0038】再び図2または図3の説明に戻り、学習補償器27, 37で求められた外乱補正值 $i^*_{L^*}$, $i^*_{L^*}(\theta)$ は第2加算器A4に入力され、第2加算器A4は速度制御器21から印加される電流命令 i^*_{iv} と学習補償器27, 37から印加される外乱補正值 $i^*_{L^*}$, $i^*_{L^*}(\theta)$ を加算して修正された電流命令 i^* を出し、修正された電流命令 i^* は電流制御器23に入力される。電流制御器23は入力する修正された電流命令 i^* に応じるトルク命令をモータ25に出力する。モータ25の第4加算器A5は電流制御器23から印加された☆50

※バスフィルタ41が第3加算器45と遅延器47との間に位置する場合、FIRフィルタを用いる。ローパスフィルタ41の遮断周波数はモータ25のコッギングトルクによる外乱を抑えられる程に設定される。ローパスフィルタ41の出力は利得器43の利得値 K_L により利得調節される。ここで、利得値 K_L はローパスフィルタ41の入力により変わる。すなわち、利得値 K_L は利得器43に速度エラー ω_e が入力される場合、速度制御器21の比例利得値 K_P より小さい ($0 < K_L < K_P$)、電流命令 i^*_{iv} が入力される場合 “1” より小さい ($0 < K_L < 1$)。利得器43を通して利得の調節された速度エラーまたは電流命令は第3加算器45に入力される。第3加算器45は外部から入力される学習フラグ L がイネーブルの間遅延器47の出力と利得器43の出力を加算する。ここで遅延器の出力はモータの1回転以前の外乱補正值である。第3加算器45から出力する新たな外乱補正值は遅延器47に供給される。遅延器47はクロック端に受信されるモータの現在角位置 θ を第3加算器45から印加される外乱補正值に対するアドレス n として用いて入力する外乱補正值を貯蔵し、これをモータ25が1回転する程の時間

【0035】

【外9】

$$D^{-2}\pi$$

【0036】間遅延して出力する。図4に示した学習補償器はその入力が速度エラー ω_e か電流命令 i^*_{iv} であるかに問わず次の(式5)と表現できる。

【0039】

【外10】

$$H(\theta, \theta)$$

【0040】を減算して、その結果の修正されたトルク命令 τ^* を出力する。伝達関数 $1/(JS+B)$ と示される回転部25'の速度はこのトルク命令 τ^* により制御される。速度制御の結果、回転部25'から出力される現在の角速度 ω は再び第1加算器A3にフィードバックされ、第1加算器A3は現在角速度 ω を基準角速度 ω^* に対する速度エラー ω_e の計算に使う。図2の場合、この速度エラー ω_e は速度制御器21に入力される。図3の場合、速度エラー ω_e は学習補償器37に入力され

11

る。速度制御器21は入力された速度エラー ω_e によりモータ25の回転速度を制御するための電流命令 i_v^* を出力する。図2の場合、この電流命令 i_v^* は再び学習補償器27に入力される。現在の角速度 ω は伝達関数 $1/S$ と示されるエンコーダ25を通して角位置 θ に出力され学習補償器27にフィードバックされる。

【0041】一方、学習フラグ L_{ON} がディスエーブルされた後は学習補償器27は第1加算器A3から出力された速度エラー ω_e をアドレスとして入力されそのアドレスが指す遅延器47内の貯蔵位置に貯蔵された外乱補正值を出力する。従って、学習補償が完了された以後の速度制御は速度制御器21の出力 i_v^* に学習補償器27, 37から出力する外乱補正值 i_{LK}^* , $i_{LK}^*(\theta)$ を加算するだけで良いので、効率よい速度制御が行える。

【0042】前述した図2または図3のシステムに対するシミュレーションの結果、何回かの反復学習で学習補償器27, 37の出力 i_{LK}^* , $i_{LK}^*(\theta)$ が外乱

【0043】

【外11】

$$H(\theta, \dot{\theta})$$

【0044】を取り除くことがわかった。図5は図2または図3に示した回転モータの速度制御システムをハードウェアで実現した例を示す。図5のマイコン51はモータ25が回転するにつれ生ずるパルス信号PGと周波数信号FG及び反復学習に係るモード命令を受信し、反復学習を通して外乱の推定及び補償を行う。マイコン51はモータ25が回転するにつれ生ずるパルス信号PGと周波数信号FGを用いてモータ25の現在の角速度 ω と角位置 θ を算出する。マイコン51に連結された貯蔵部55はモータの1回転に当たる電流命令と反復学習を通して求めた外乱補正值を貯蔵する。貯蔵部55はEEPROM, PROMまたはフラッシュメモリなどの貯蔵媒体を使い、図5の装置ではEEPROMを用いる。マイコン51から出力されるパルス幅変調PWMされた形態の電流命令 i^* はローパスフィルタ53を通して平滑化されてから電流制御器25に供給される。しかし、電流命令 i^* がD/A変換され出力される場合、すぐ電流制御器23に入力される。電流制御器23はローパスフィルタ53の出力によりモータ25の回転速度を制御する。マイコン51は第1加算器A3, 第2加算器A4, 速度制御器21, 学習補償器27, 37の機能を内部プログラムを通して行う。

【0045】図6は反復学習に係るマイコン51の動作を説明するためのフローチャートであり、図7は規定回数の間反復学習動作を行うためのメーンルーチンであり、図8は最適の外乱補正值を求めるインターフェースである。初期起動時、マイコン51は学習フラグ L_{ON} と反復学習回数K, 現在の角位置 θ に当たる外乱

12

補正值のアドレスN及び外乱補正值 i_{LK}^* をそれぞれ“0”に初期化し(段階610), その後段階620で目標とする速度でモータを回転させる一般の速度制御を行う。段階630においてモータが定常状態で動作することと判断されれば、マイコン51は段階640でモータ回転の1周期間の電流命令 i_v^* を貯蔵部55に貯蔵させ、段階650で図7に示された反復学習のためのメーンルーチンを行う。

【0046】図7を参照するに、マイコン51は段階610で外部からモータ回転命令が入力されるかを判断する。モータ回転命令が入力されなければ、マイコン51は段階622でインターフェースの逆行を禁止させてモータ51を停止させ、図6の初期化段階である段階610と同様な動作を行う。段階621において外部からモータ回転命令が入力されたと判断されれば、マイコン51は段階623でモータ25をモータ回転命令と共に入力される速度命令に応じて回転させ、インターフェースの逆行を行なう。

【0047】段階623のインターフェースを詳細に示す図8を参照するに、マイコン51は段階701でアドレス($n=0, 0 < \theta \leq 2\pi$)の値をモータ25が回転するにつれ発生される周波数信号FGが入力される度に“1”ずつ増加させる。ここで、周波数信号FGはモータの回転を感知するFG発生器35により発生される。マイコン51は段階702においてアドレスnの値を用いてモータ25が1回転したかをチェックする。モータが1回転したことを示せば、マイコン51は段階703でアドレスnの値を再び“0”に初期化させる。段階704において、マイコン51はFG発生器35の周波数信号FGを用いて現在の角速度 ω を求め、求められた現在角速度 ω と回転命令による基準角速度 ω^* を用いて速度エラー ω_e を計算する。その後、段階705で求められた速度エラーに応じる電流命令 i_v^* を求める。

マイコン51は段階706でモータの現在角位置に応ずるアドレスの値を用いて該当外乱補正值 $i_{LK}^*(n)$ を貯蔵部55から読み出し、段階707で求めた電流命令 i_v^* と外乱補正值 $i_{LK}^*(n)$ を加算して修正された電流命令 i_v^* を求める。マイコン51から出力される修正された電流命令 i_v^* はローパスフィルタ53及び電流制御器23を通してモータ25に供給される。

【0048】一方、マイコン51は段階708で学習フラグ L_{ON} が“1”かをチェックして、“1”でなければインターフェースを終了し、図7の段階624を行う。段階708で学習フラグ L_{ON} が“1”ならマイコン51は前記(式5)を用いて外乱補正值 $i_{LK}^*(n)$ を作る段階709を行う。すなわち、マイコン51はアドレスnに応ずる電流命令 i_v^* についてローパスフィルタリング、利得 K_L の積算を行ってから貯蔵部55から読み出した外乱補正值 $i_{LK}^*(n)$ に加算して新たな外乱補正值を求める。(式5)を用いる

13

段階709は(式6)を使用するように変更しうる。この場合、電流命令の代わりに貯蔵部55から読み出した外乱補正值がローパスフィルタリングされる。マイコン51は新たな外乱補正值 $i_{L(K+1)}^*$ (n)を外乱補正值 $i_{LK}(n)$ の貯蔵された貯蔵部55内の貯蔵位置に貯蔵させる。このような学習動作はモータ25の1回転に許される貯蔵部55に貯蔵した全ての外乱補正值について行われる。段階710において、マイコン51はモータの1回転、すなわち1周期のための学習が完了されたかを判断する。1周期の学習が完了されなければ、マイコン51は段階709を再び行う。反面、1周期学習が完了されたら、マイコン51は段階711で学習フラグL ONを“0”に初期化し、インターラップトルーチンを終了し図7の段階624に復帰する。

【0049】一方、マイコン51は図8のインターラップトルーチンを行う間、学習フラグL ONが“0”かをチェックする図7の段階624を行う。ここで、学習フラグL ONが“0”ならモータ25の1周期の回転に当たる学習がなされる。従って、マイコン51は学習フラグL ONが“0”でなければインターラップトルーチンの遂行が完了されるまで待機する。学習フラグL ONが“0”ならマイコン51は段階630でモータ25の速度が正常状態かをチェックする。定常状態なら、マイコン51は段階651で学習回数Kが所望の反復回数に達したかをチェックする。マイコン51は段階652において反復回数に達するまで学習回数Kを1ずつ増加させ、段階653で学習フラグL ONを“1”に設定し、その後段階621に戻る。

【0050】一方、段階651において、学習回数Kが所望の反復回数に達すれば、マイコン51は図7のルーチンを終了し、図6の段階670を行う。段階670において、マイコン51はモータの現在角速度 ω と回転命令に応する基準角速度 ω^* を用いて得られた電流命令 i_v^* が既に設定された臨界値Bより小さいかを判断する。電流命令 i_v^* が既に設定された臨界値Bより小さいというのはモータ25に加えられた外乱が十分補償されたことを示す。マイコン51は電流命令 i_v^* が既に設定された臨界値B以上なら、段階620に戻り学習動作を再び行う。段階670において電流命令 i_v^* が臨

14

界値Bより小さければ、マイコン51は外乱に対する十分な補償がなされる場合だと判断し、その際の外乱補正值 i_L^* を貯蔵部55に貯蔵する(段階680)。その後、貯蔵部55に貯蔵された外乱補正值 i_L^* を用いてモータ25に対する外乱除去が行われる。

【0051】

【発明の効果】以上述べたように、本発明による外乱のある回転モータの速度制御装置は、反復学習過程を通して外乱の影響を補正する補正值を決定して貯蔵し、この

10 貯蔵された補正值を用いて速度制御を行うことにより、簡単かつ効率よく速度制御を行える。そして、反復学習により発生される高周波ノイズをローパスフィルタリングを通して取り除くことにより、反復学習回数に問わずモータについて安定した速度制御を行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】外乱のある回転モータの従来の速度制御装置を示した構成図である。

【図2】本発明の望ましい一実施例による外乱のある回転モータの速度制御システムを示す構成図である。

20 【図3】本発明の他の実施例による外乱のある回転モータの速度制御システムを示す構成図である。

【図4】学習補償器を示す詳細図である。

【図5】図2ないし図3のシステムをハードウェアで具現した装置を示した図である。

【図6】図5の装置の動作を説明するためのフローチャートである。

【図7】図6に係る詳細フローチャートである。

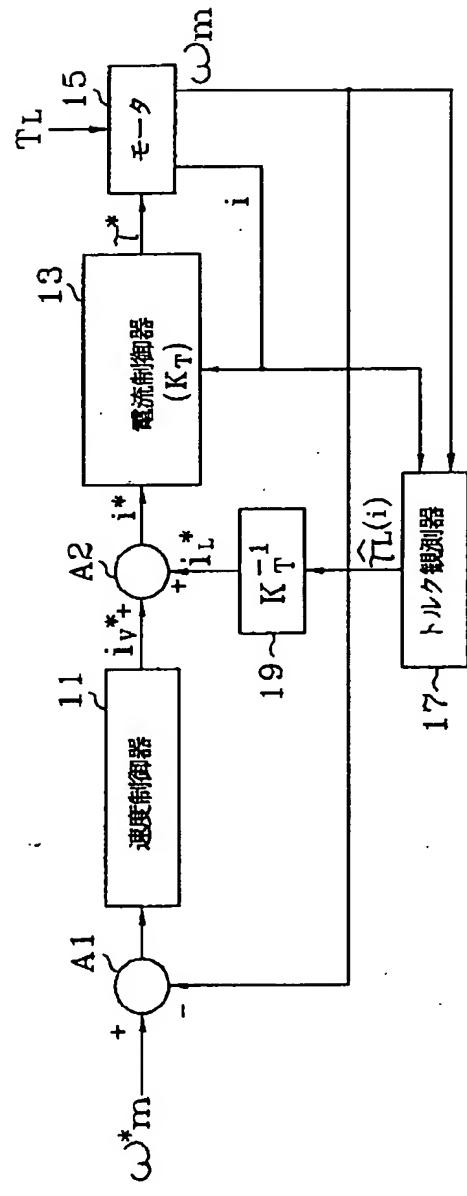
【図8】図6に係る詳細フローチャートである。

【符号の説明】

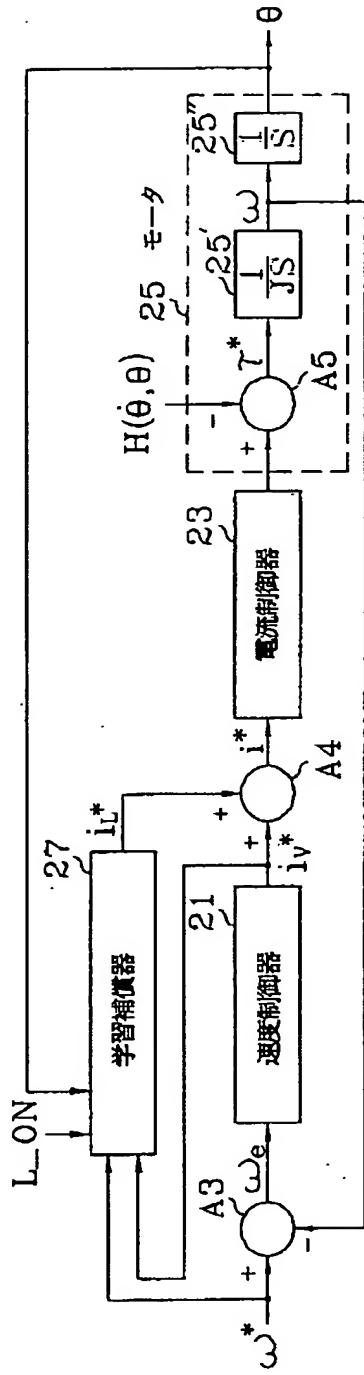
30 21 速度制御器
 23 電流制御器
 25 モータ
 27, 37 学習補償器
 41, 53 ローパスフィルタ (LPF)
 43 利得器
 45 加算器
 47 遅延器
 51 マイコン
 55 貯蔵部

(従来の技術)

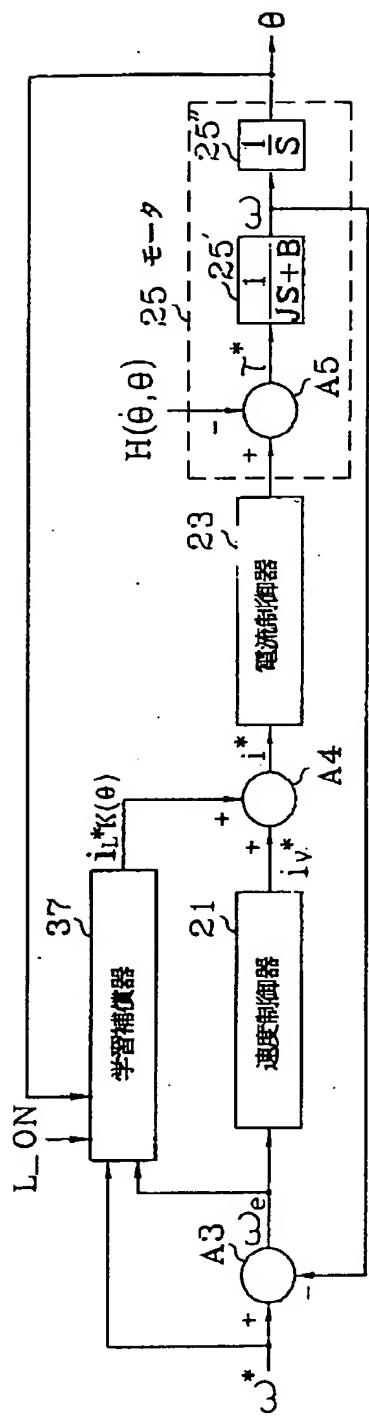
【図1】



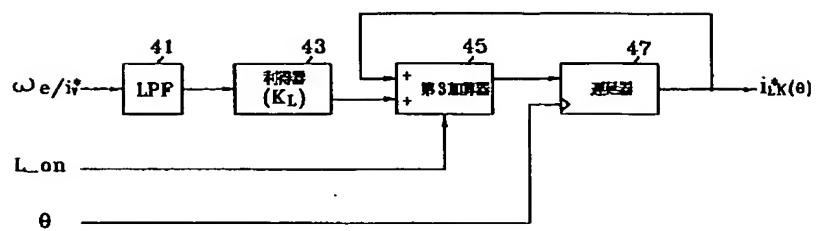
【図2】



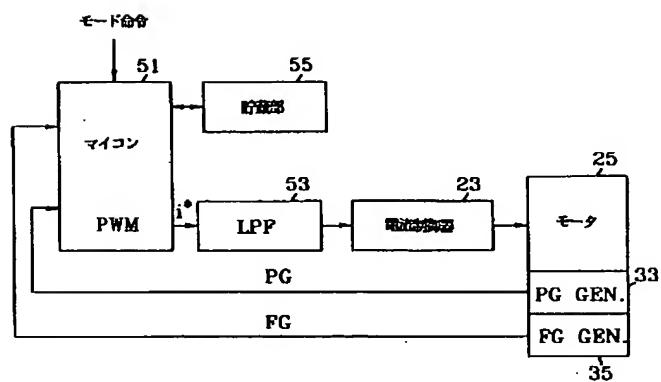
【図3】



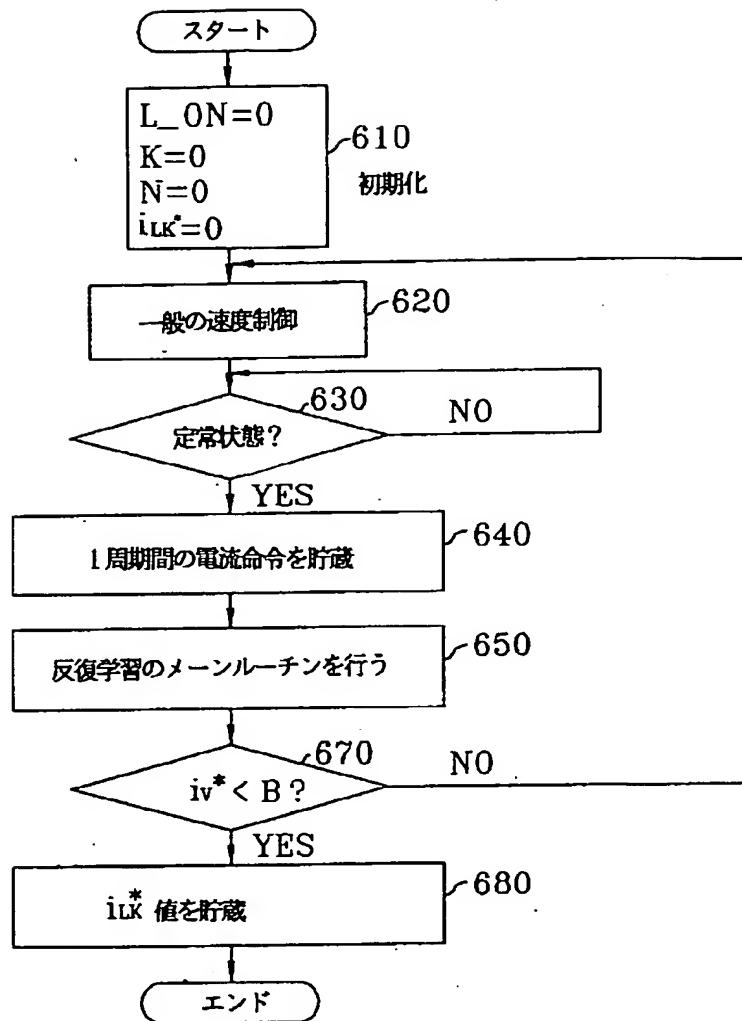
【図4】



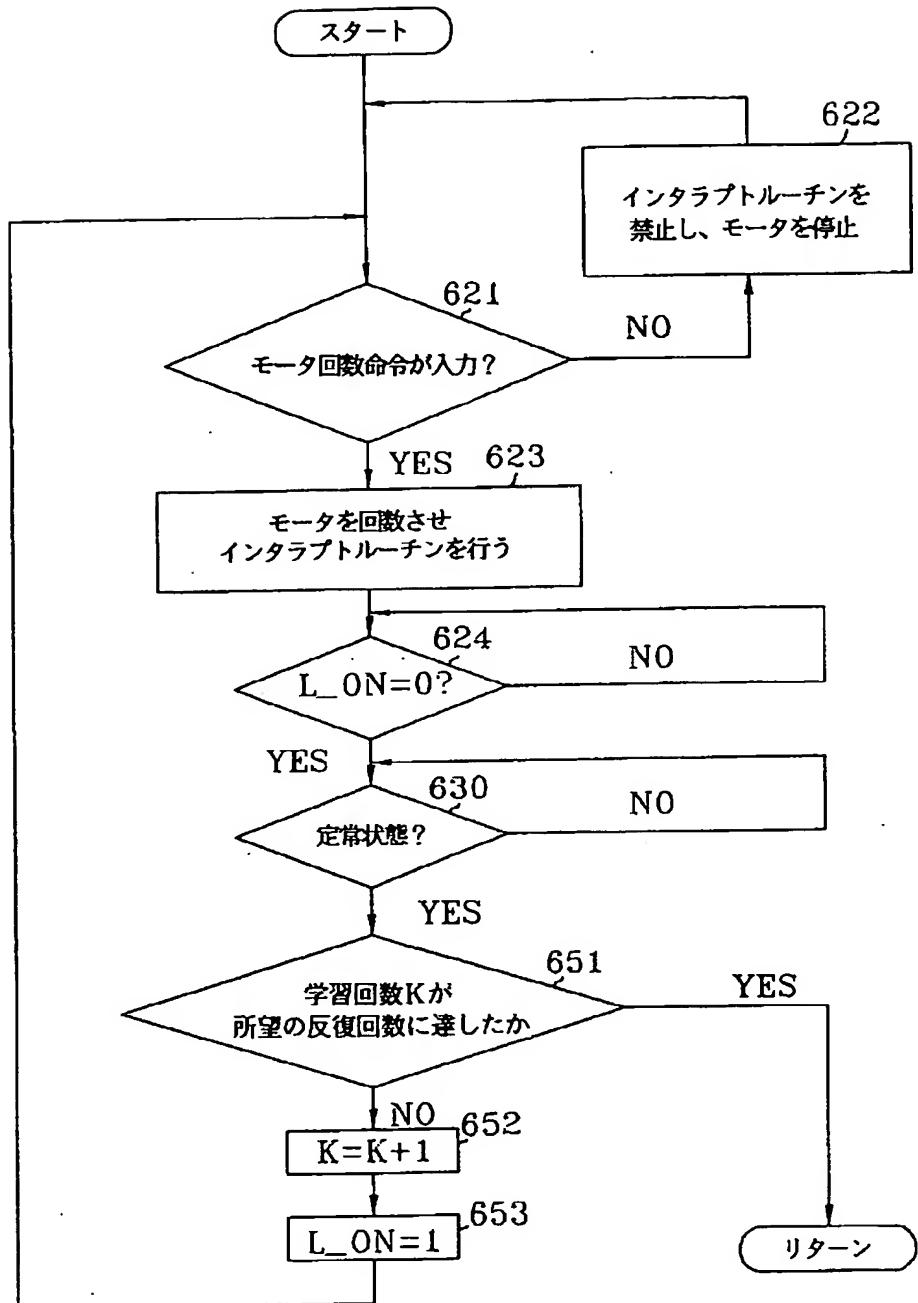
【図5】



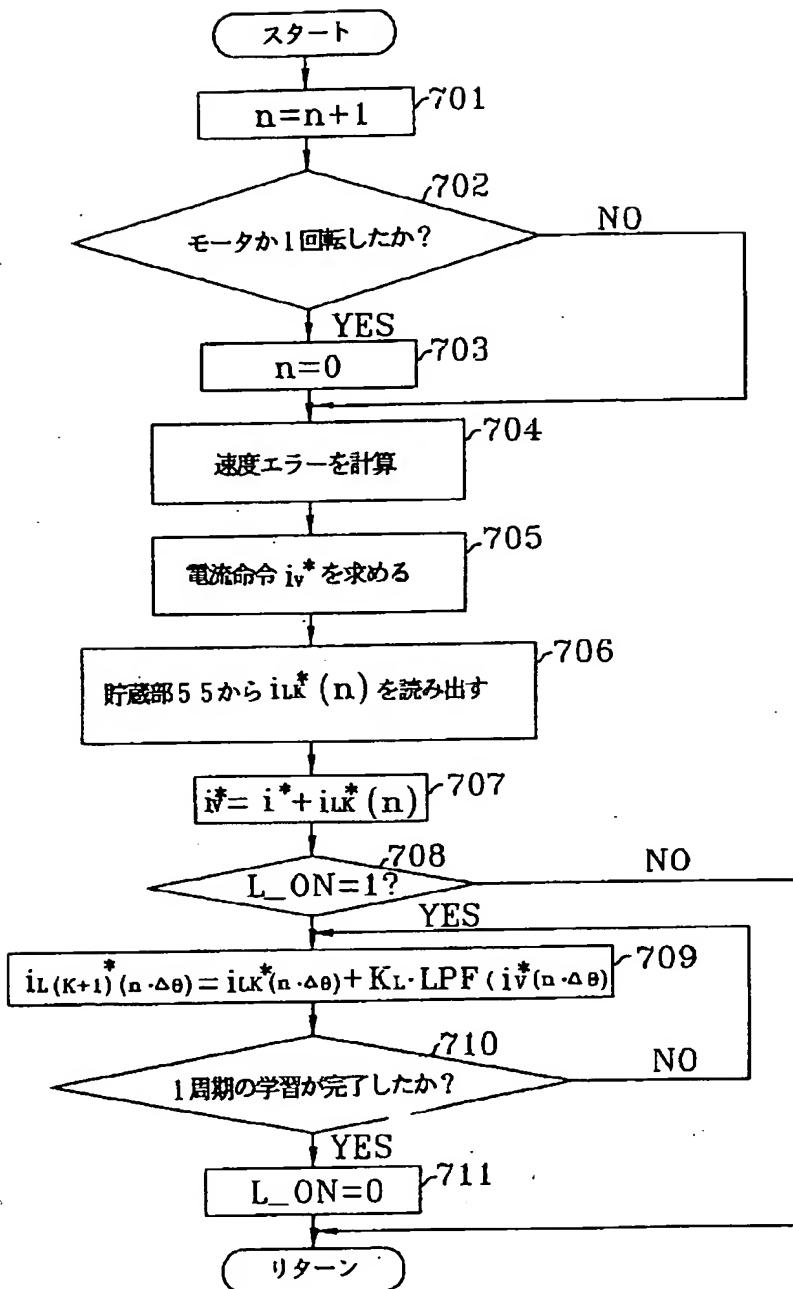
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き